

19 APR 2005

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-143851

(43)Date of publication of application : 16.05.2003

(51)Int.Cl.

H02M 3/28

(21)Application number : 2001-334899

(71)Applicant : SONY CORP

(22)Date of filing : 31.10.2001

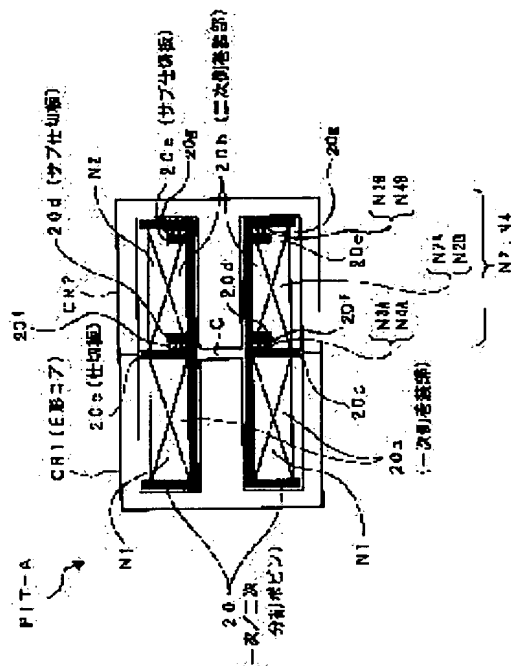
(72)Inventor : YASUMURA MASAYUKI

(54) SWITCHING REGULATOR CIRCUIT AND INSULATED CONVERTER TRANSFORMER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain a regulator circuit superior in stabilization characteristics in which simple structure of an insulated converter transformer is realized.

SOLUTION: As the insulated converter transformer to be installed in a switching regulator circuit as a complex resonance type, an EE type core wherein a gap is formed in a central magnetic leg, and an integrally formed bobbin in which a primary side winding can be wound around a central magnetic leg of one E-type core side and a secondary side winding can be wound around a central magnetic leg of the other E-type core side, are installed. In the bobbin, a pair of sub-winding parts is formed to the central part and the outside in a secondary winding part. Around a pair of the sub-winding parts, secondary winding installed corresponding to a secondary side DC output voltage which is not used as a detected voltage for stabilization control is wound. In this case, the secondary winding is divided into two parts at a center tap position, thereby obtaining a pair of divided windings which are wound around a pair of the sub-winding parts, respectively. As a result, a state of loose coupling whose coupling coefficient of (k) is, e.g., 0.7 or smaller can be obtained in spite of simple constitution.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision]

BEST AVAILABLE COPY

THIS PAGE BLANK (USPTO)

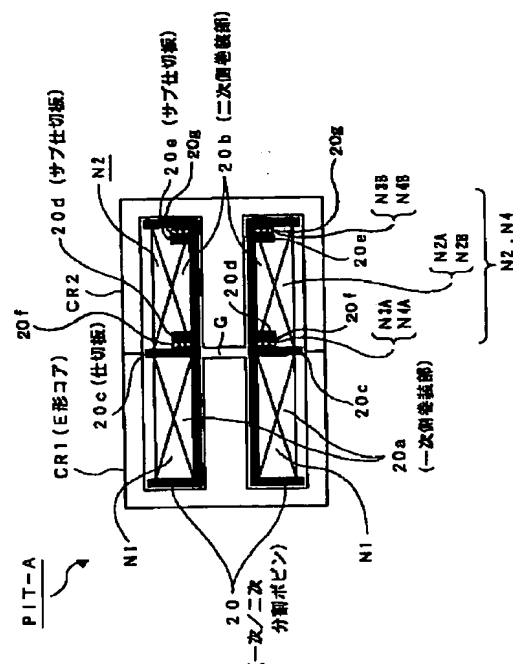
(11)特許出願公開番号

(43) 公開日 平成15年5月16日(2003. 5. 16)

V

(全 12 頁)

EE73 FD01 FG07 VV06 ZZ16



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 入力された直流入力電圧をスイッチングして出力するためのスイッチング素子を備えて形成されるスイッチング手段と、

上記スイッチング手段の動作を電圧共振形とする一次側並列共振回路が形成されるようにして備えられる一次側並列共振コンデンサと、

一次側巻線と、二次側巻線として複数の二次巻線部とが巻装されると共に、一次側と二次側とで疎結合とされる所要の結合係数が得られる構造を有し、上記スイッチング手段のスイッチング出力を一次側から二次側に伝送する絶縁コンバータトランスと、

上記複数の二次巻線部のうち、所要の二次巻線部に対して二次側並列共振コンデンサを並列に接続することで形成される二次側並列共振回路と、

上記複数の二次巻線部の各々に得られる交番電圧を入力して整流動作を行うことで、複数の二次側直流出力電圧を得るように構成される直流出力電圧生成手段と、

上記複数の二次側直流出力電圧のうち、上記二次側並列共振回路を形成する二次巻線部の交番電圧を整流して得られる二次側直流出力電圧を検出用電圧として入力し、この検出用電圧のレベルに応じて、上記スイッチング素子のスイッチング周波数を可変制御することで定電圧制御を行うようにされる定電圧制御手段とを備え、

上記絶縁コンバータトランスは、

2つのE形コアの中央磁脚の対向部において所定長のギャップが形成されるようにして組み合わせられるE形コアと、

一方の上記E形コア側の中央磁脚に対して上記一次側巻線を巻装するための一次側巻装部と、他方の上記E形コア側の中央磁脚に対して上記二次側巻線を巻装するための二次側巻装部と、該二次側巻装部における中央側と外側に対して形成される一対の副巻装部とを一体的に備えるボビンとを有し、

上記一対の副巻装部に対しては、上記検出用電圧とされる以外の上記二次側直流出力電圧に対応して形成される二次巻線部を二分割して得た一対の分割巻線部を、それぞれ巻装するようにされている、

ことを特徴とするスイッチング電源回路。

【請求項 2】 一次側巻線と、二次側巻線として複数の二次巻線部とが巻装されると共に、上記スイッチング手段のスイッチング出力を一次側から二次側に伝送する絶縁コンバータトランスであって、

2つのE形コアの中央磁脚の対向部において所定長のギャップが形成されるようにして組み合わせられるE形コアと、

一方の上記E形コア側の中央磁脚に対して上記一次側巻線を巻装するための一次側巻装部と、他方の上記E形コア側の中央磁脚に対して上記二次側巻線を巻装するための二次側巻装部と、該二次側巻装部における中央側と外

側に対して形成される一対の副巻装部とを一体的に備えるボビンとを備え、

上記一対の副巻装部に対しては、上記複数の二次巻線部のうち所要の二次巻線部を二分割して得た一対の分割巻線部を、それぞれ巻装するようにして構成される、ことを特徴とする絶縁コンバータトランス。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、各種電子機器に電源として備えられるスイッチング電源回路と、このスイッチング電源回路に備えられる絶縁コンバータトランスとに関するものである。

【0002】

【従来の技術】 スwitchング電源回路として、例えばフライバックコンバータやフォワードコンバータなどの形式のスイッチングコンバータを採用したものが広く知られている。これらのスイッチングコンバータはスイッチング動作波形が矩形波状であることから、スイッチングノイズの抑制には限界がある。また、その動作特性上、電力変換効率の向上にも限界があることがわかっている。そこで、先に本出願人により、各種共振形コンバータによるスイッチング電源回路が各種提案されている。共振形コンバータは容易に高電力変換効率を得られると共に、スイッチング動作波形が正弦波状となることで低ノイズが実現される。また、比較的少数の部品点数により構成することができるというメリットも有している。

【0003】 図4の回路図は、先に本出願人が提案した発明に基づいて構成することのできる、先行技術としてのスイッチング電源回路の一例を示している。この図に示す電源回路の基本構成としては、一次側スイッチングコンバータとして電圧共振形コンバータを備えている。

【0004】 この図に示す電源回路では、ブリッジ整流回路D i及び平滑コンデンサC iから成る整流平滑回路によって、商用交流電源（交流入力電圧VAC）から、交流入力電圧VACの等倍のレベルに対応する整流平滑電圧E iを生成する。

【0005】 上記整流平滑電圧E i（直流入力電圧）を入力してスイッチングを行う電圧共振形コンバータとしては、1石によるシングルエンド方式が採用される。また駆動方式としては自励式の構成を採っている。この場合、電圧共振形コンバータを形成するスイッチング素子Q1には、高耐压のバイポーラトランジスタ（BJT；接合型トランジスタ）が選定される。このスイッチング素子Q1のコレクターエミッタ間に対しては、一次側並列共振コンデンサC rが並列に接続される。また、ベースエミッタ間に対しては、クランプダイオードDDが接続される。ここで、並列共振コンデンサC rは、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1に得られるリーケージインダクタンスL1と共に、一次側並列共振回路を形成しており、これによって電圧共振形コンバータ

としての動作が得られるようになっている。そして、スイッチング素子Q1のベースに対しては、駆動巻線NB-共振コンデンサCB-ベース電流制限抵抗RBから成る自励発振駆動回路が接続される。スイッチング素子Q1には、この自励発振駆動回路にて発生される発振信号を基とするベース電流が供給されることでスイッチング駆動される。なお、起動時においては整流平滑電圧Eiのラインから起動抵抗Rs-ベース電流制限抵抗RBを介してベースに流れる起動電流によって起動される。

【0006】直交型制御トランスPRTは、上記駆動巻線NBと電流検出巻線NDの巻装方向に対してその巻装方向が直交するようにして制御巻線Ncが巻装されて構成される可飽和リアクトルであって、後述するようにして一次側電圧共振形コンバータのスイッチング周波数を制御するために設けられる。

【0007】絶縁コンバータトランスPITは、一次側に得られたスイッチングコンバータのスイッチング出力を二次側に伝送するために設けられ、一次巻線N1及び二次側巻線(N2, N4)を疎結合の状態により巻装している。

【0008】スイッチング素子Q1のスイッチング出力は、上記した構造の絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1に伝送され、更に二次側の二次巻線N2、三次巻線N4に対して励起されるようにして伝達されることになる。

【0009】この場合、絶縁コンバータトランスPITの二次側においては、図示するように二次巻線N2の両端に対して並列に二次側並列共振コンデンサC2が接続されることで、二次巻線N2のリーケージインダクタンスL2と共に二次側並列共振回路を形成する。このような構成による電源回路では、一次側にはスイッチング動作を電圧共振形とするための並列共振回路が備えられ、二次側には電圧共振動作を得るための並列共振回路が備えられることになる。なお、本明細書では、このように一次側及び二次側に対して共振回路が備えられて動作する構成のスイッチングコンバータについては、「複合共振形スイッチングコンバータ」ともいうことにする。

【0010】そして、この場合には、二次巻線N2に得られる交番電圧を利用して、二次側直流出力電圧E01と、これよりも低圧とされる二次側直流出力電圧E02とを生成するようにされている。二次側直流出力電圧E02は、二次巻線N2の両端にそれぞれ接続した整流ダイオードD01, D0と、平滑コンデンサC01から成る全波整流回路によって得られる。また、二次側直流出力電圧E02は、図示するようにして二次巻線N2においてタップ出力が設けられることで形成される巻線部N3A, N3Bに対して、整流ダイオードD03, D04のアノード、及び平滑コンデンサC02から成る全波整流回路を接続することによって得られる。

【0011】また、この場合には、絶縁コンバータトラ

ンスPITの二次側に対して、センタータップを二次側アースに接地した三次巻線N4をさらに巻装して、この三次巻線N4に対して、整流ダイオードD05, D06及び平滑コンデンサC03から成る全波整流回路を設けることで、二次側直流出力電圧E02を得るようにもしている。

【0012】つまり、図4に示す複合共振形スイッチングコンバータとしての電源回路では、二次側において、二次側直流出力電圧E01, E02, E03の3つの二次側直流出力電圧を得るようにしている。

10 【0013】制御回路1は、二次側直流出力電圧E01のレベルに応じて可変の直流電流を、制御電流として、直交型制御トランスPRTの制御巻線Ncに流すようにされる。このように制御巻線Ncに流れる制御電流レベルが可変されることで、直交型制御トランスPRTにおいては、駆動巻線NBのインダクタンスLBを可変するように制御することになる。これによって、自励発振駆動回路における駆動巻線NB-共振コンデンサCBから成る共振回路の共振周波数が変化し、スイッチング素子Q1のスイッチング周波数が可変制御されることになる。スイッチング素子Q1のスイッチング周波数が可変されることによ

20 については、一次側並列共振回路と二次側並列共振回路との共振インピーダンスが変化することになるが、このインピーダンス変化によって、一次側から二次側へ伝送されるエネルギーも可変され、これによって二次側直流出力電圧が一定となるように制御される。つまり、この図に示す回路では、二次側直流出力電圧E01, E02, E03のうち、二次側直流出力電圧E01を検出電圧として利用して、定電圧制御を行うように構成している。

30 【0014】ここで、上記図4に示した回路において採用される絶縁コンバータトランスPITの構造を、図5の断面図により説明しておく。絶縁コンバータトランスPITは、図示するようにして、フェライト材によるE形コアCR1, CR2から成るEE形コアを備える。また、一次/二次分割ボビン10を備える。一次/二次分割ボビン10は、例えば樹脂などにより形成される巻線用ボビンであって、一次側に巻装されるべき一次側巻線と、二次側に巻装されるべき二次側巻線とを巻装するためのものとされる。この場合の一次/二次分割ボビン10は、図示するようにして、ほぼ中央に仕切板10cを形成することで、一次側巻線を巻装すべき一次側巻装部10aと、二次側巻線を巻装すべき二次側巻装部10bとを分割した上で、一体形成しているものである。

40 【0015】まず、この場合に一次側巻装部10aに巻装されるべき一次側巻線としては、一次巻線N1のみとされる。そこで、上記一次/二次分割ボビン10の一次側巻装部10aには、この一次巻線N1を巻装する。

50 【0016】また、二次側巻装部10bに巻装されるべき二次側巻線としては、二次巻線N2と三次巻線N4が設けられる。二次巻線N2は、図4に示したようにして、センタータップと、このセンタータップを対称として2

つのタップ出力が設けられることで、巻始め側から巻終わり側にかけて、巻線部N2B、N3B、N3A、N2Aの4つの巻線部に分かれ、これらの巻線部から成っているとみることができる。また、三次巻線N4としても、センタータップが設けられることで、巻始め側から巻終わり側にかけて、巻線部N4B、N4Aの2つの巻線部から成るものとみることができる。そこで、この場合には、一次／二次分割ボビン10における二次側巻装部10bに対しては、巻線部単位の巻き順として、例えば、[N2B→N3B→N3A→N2A→N4B→N4A]の順により巻装するようにされる。なお、巻線部N3B→N3Aと、巻線部N4B→N4Aについては、それぞれ二次側巻装部10cにおいて、均等間隔で巻装するようにされる。なお、実際における二次側巻線の各巻き数（ターン数）としては、N2A=N2B=22T、N3A=N3B=3T、N4A+N4B=6Tとされている。

【0017】そして、EE型コアの中央磁脚に対しては図のようにギャップGを形成するようにしている。このギャップGのギャップ長によって絶縁コンバートランスPITにおける漏洩インダクタンスが決定され、また、所要の結合係数による疎結合が得られるようになっている。ここでの結合係数kとしては、例えばk=0.85程度による疎結合の状態を得るようにしており、その分、飽和状態が得られにくいようにしている。そして、このような疎結合の状態を得ることによって、前述した複合共振形スイッチングコンバータとしての動作が得られるようにされている。

【0018】

【発明が解決しようとする課題】ところで、上記図4に示した構成の電源回路について行った定電圧制御特性に関する実験結果について説明しておく。なお、この実験は、交流入力電圧レベルの範囲をVAC=90V～120Vとし、また、二次側の負荷変動範囲としては、二次側直流出力電圧E01の負荷電流I1=1.0～0.5A、二次側直流出力電圧E02の負荷電流I2=1.0～0A、二次側直流出力電圧E03の負荷電流I3=1.0～0Aとした条件のもとで行ったものとする。まず、二次側直流出力電圧E01については、制御回路1に対して検出電圧として入力されることで直接的に安定化が図られるので、上記した条件の下で、135Vで常時一定となるようにして制御されるという結果が得られた。しかしながら、直接的に安定化されない二次側直流出力電圧E02、E03については、同じ交流入力電圧レベル範囲、及び負荷範囲の条件の下で相当のレベル変動が生じるという結果が得られた。

【0019】図6は、上記した条件における実験結果として、二次側直流出力電圧E02、E03についての定電圧特性を示している。まず、二次側直流出力電圧E02については、二次側直流出力電圧E01、E02、E03の各負荷電流I0、I1、I2について、[I0=1A、I1=0、

I2=1A]となる条件では、交流入力電圧VAC=90V～120Vの変動に対して、15V付近から図に示す傾きによって上昇していくという特性が得られた。また、負荷電流[I0=0.5A、I1=1A、I2=0]となる条件では、交流入力電圧VAC=90V～120Vの変動に対して、13V付近で図示する傾きによって低下していくという特性が得られている。この場合、二次側直流出力電圧E02は、14Vを中心値として±1.3Vの範囲で変動していることになる。つまり、トータルでΔ2.6Vの変動幅が生じていることになる。

【0020】また、二次側直流出力電圧E03については、負荷電流[I0=1A、I1=1A、I2=0]となる条件では、交流入力電圧VAC=90V～120Vの変動に対して、28V付近から30V付近まで上昇している。また、負荷電流[I0=0.5A、I1=0、I2=1A]となる条件では、26V付近から24V付近まで低下していく特性が得られている。つまり、二次側直流出力電圧E03は、27Vを中心値として±3Vの範囲で変動しており、トータルでΔ6Vの変動幅が生じているものである。

【0021】このようにして、二次側直流出力電圧E02、E03についての電圧変動特性（クロスレギュレーション特性）が大きくなるのは、次のような理由による。前述もしたように、図4に示す電源回路は、一次側並列共振回路と、二次側並列共振回路とを備えた複合共振形スイッチングコンバータとしての構成を採る。ここで、二次側並列共振回路は、二次巻線N2の両端に対して二次側並列共振コンデンサC2を並列に接続して形成しているのであるが、このような構成では、三次巻線N4には、二次側並列共振コンデンサC2が接続されていないことになる。また、二次巻線N2における巻線部N3A、N3Bについても、二次巻線N2を形成してはいるものの、二次巻線N2においてタップ出力されている巻線部であるために、二次側並列共振コンデンサC2のキャパシタンスの影響が少ないといえる。

【0022】このことから、二次側直流出力電圧E01の源となる二次側交番電圧は、一次側並列共振回路と二次側並列共振回路との複合共振動作によって得られるのに対して、二次側直流出力電圧E02、E03の源となる二次側交番電圧は、絶縁コンバートランスPITにおける一次巻線N1と二次側巻線とのトランス結合によって得られるものであるといえる。前述した図4に示す回路の安定化は、一次側並列共振回路と二次側並列共振回路との並列共振インピーダンスの変化を利用するものなのであるが、二次側直流出力電圧E02、E03の元となる交番電圧についてはトランス結合によるものとなる。この場合、一次側と二次側は疎結合であるとはいえ、結合係数k=0.85程度の比較的強い結合状態となっている。このために、上記した並列共振インピーダンスの変化によっては、巻線部N3A、N3B及び三次巻線N4の交番電

10

20

30

40

50

圧レベルに変動を与えてしまうことになる。このために、クロスレギュレーションが大きくなってしまふものである。

【0023】例えば二次側直流出力電圧E02は、図4では図示していないが、三端子レギュレータなどのシリーズレギュレータを接続して安定化を図るようにする場合がある。図4に示す回路の場合には、安定化出力が12Vのシリーズレギュレータを接続することになるのであるが、上記図6に示したようにして二次側直流出力電圧E02が変動するとすれば、交流入力電圧VAC=120V、負荷電流I1=I2=I3=0Aの条件では、3.5Wの電力損失がシリーズレギュレータにおいて生じることになる。このため、このシリーズレギュレータに対しては、比較的大型の放熱板が必要となり、それだけ電源回路の小型軽量化及び低コスト化に不利となる。

【0024】また、図4に示した電源回路をテレビジョン受像機などに搭載する場合には、二次側直流出力電圧E03に対してオーディオ信号を増幅するオーディオ増幅回路を接続する場合があるが、このような場合には、次のような不都合も生じる。例えばAC=100V系においては、交流入力電圧VAC=120V程度が最大入力レベルとなる。また、オーディオ増幅回路として最も負荷の軽い状態は、音声出力が0レベルとなるときである。従って、オーディオ増幅回路に対して最も高いレベルの電源電圧がかかる状態とは、交流入力電圧VAC=120Vで、かつ、音声出力が0レベルとなるような状態であるといえる。そして、このような状態が生じ得るオーディオ増幅回路に対して供給すべき二次側直流出力電圧E03のクロスレギュレーションが大きいと、オーディオ増幅回路を形成するアナログICなどについては、相応の耐圧品を選定しなければならないことになる。例えば具体的には、30V以上の耐圧品を選定する必要が生じる。これによっても、電源回路の小型軽量化及び低コスト化にとって不利となる。

【0025】

【課題を解決するための手段】そこで本発明は上記した課題を考慮して、複合共振形スイッチングコンバータとして形成されるスイッチング電源回路におけるクロスレギュレーションの抑制を有効に図ることを目的とする。

【0026】このため、スイッチング電源回路として次のように構成することとした。つまり、入力された直流入力電圧をスイッチングして出力するためのスイッチング素子を備えて形成されるスイッチング手段と、このスイッチング手段の動作を電圧共振形とする一次側並列共振回路が形成されるようにして備えられる一次側並列共振コンデンサとを備える。また、一次側巻線と、二次側巻線として複数の二次巻線部とが巻装されると共に、一次側と二次側とで疎結合とされる所要の結合係数が得られる構造を有し、スイッチング手段のスイッチング出力を一次側から二次側に伝送する絶縁コンバータトランス

を備える。また、上記複数の二次巻線部のうち、所要の二次巻線部に対して二次側並列共振コンデンサを並列に接続することで形成される二次側並列共振回路と、これら複数の二次巻線部の各々に得られる交番電圧を入力して整流動作を行うことで、複数の二次側直流出力電圧を得るように構成される直流出力電圧生成手段と、複数の二次側直流出力電圧のうち、二次側並列共振回路を形成する二次巻線部の交番電圧を整流して得られる二次側直流出力電圧を検出用電圧として入力し、この検出用電圧のレベルに応じて、スイッチング素子のスイッチング周波数を可変制御することで定電圧制御を行うようにされる定電圧制御手段とを備える。そして、上記絶縁コンバータトランスは、2つのE形コアの中央磁脚の対向部において所定長のギャップが形成されるようにして組み合わせられるE形コアを有する。また、一方のE形コア側の中央磁脚に対して一次側巻線を巻装するための一次側巻装部と、他方のE形コア側の中央磁脚に対して二次側巻線を巻装するための二次側巻装部と、この二次側巻装部における中央側と外側に対して形成される一對の副巻装部とを一体的に備えるボビンとを有する。そして、上記一對の副巻装部に対しては、定電圧制御のための検出用電圧とされる以外の二次側直流出力電圧に対応して形成される二次巻線部を二分割して得た一對の分割巻線部を、それぞれ巻装することとした。

【0027】また、絶縁コンバータトランスとしては次のように構成することとした。つまり、一次側巻線と、二次側巻線として複数の二次巻線部とが巻装されると共に、上記スイッチング手段のスイッチング出力を一次側から二次側に伝送する絶縁コンバータトランスとして、まず、2つのE形コアの中央磁脚の対向部において所定長のギャップが形成されるようにして組み合わせられるE形コアを設ける。また、一方のE形コア側の中央磁脚に対して一次側巻線を巻装するための一次側巻装部と、他方のE形コア側の中央磁脚に対して二次側巻線を巻装するための二次側巻装部と、この二次側巻装部における中央側と外側に対して形成される一對の副巻装部とを一体的に備えるボビンとを備え、一對の副巻装部に対しては、複数の二次巻線部のうち所要の二次巻線部を二分割して得た一對の分割巻線部を、それぞれ巻装することとした。

【0028】上記各構成によれば、一次側においては電圧共振形コンバータを形成するための一次側並列共振回路を備え、二次側には、二次側巻線及び二次側並列共振コンデンサとにより形成される二次側並列共振回路とが備えられた、いわゆる複合共振形スイッチングコンバータの構成が得られる。また、定電圧制御としては、スイッチング周波数を可変することで行うようにされる。この構成を基として、絶縁コンバータトランスは、中央磁脚にギャップが形成されたE形コアと、1つのボビンを備える。このボビンは、一方のE形コア側の中央磁脚

に一次側巻線を巻装する一次側巻装部と、他方のE形コア側の中央磁脚に対して二次側巻線を巻装する二次側巻装部とが一体化されている。さらに、このボビンは、二次側巻装部における中央側と外側に対して一対の副巻装部が形成されている。そして、一対の副巻装部に対しては、安定化制御のための検出電圧以外の二次側直流出力電圧に対応して設けられる二次巻線部を巻装するが、この際には、二次巻線部を二分割し、この分割された一対の分割巻線を、上記一対の副巻装部に対してそれぞれ巻装することとしている。このような絶縁コンバータトランスの構造であれば、一次側巻線と二次巻線との間で、充分な疎結合の状態を得ることが可能となる。また、このような構造を得るのにあたっては、巻線以外の部品として、2つのE形コアと、1つのボビンのみで良いこととなる。

【0029】

【発明の実施の形態】図1は、本発明の実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成例を示している。この図1に示す電源回路は、一次側に電圧共振形コンバータを備えると共に二次側には直列共振回路を備えた複合共振形スイッチングコンバータとしての構成を採る。

【0030】この図に示す電源回路においては、商用交流電源（交流入力電圧VAC）を入力して直流入力電圧を得るための整流平滑回路として、ブリッジ整流回路Di及び平滑コンデンサCiからなる全波整流回路が備えられ、交流入力電圧VACの等倍のレベルに対応する整流平滑電圧Eiを生成するようにされる。

【0031】この電源回路に備えられる電圧共振形のスイッチングコンバータは、1石のスイッチング素子Q1を備えた自励式の構成を採っている。この場合、スイッチング素子Q1には、高耐圧のバイポーラトランジスタ（BJT；接合型トランジスタ）が採用されている。

【0032】スイッチング素子Q1のベースと一次側アース間には、駆動巻線NB、共振コンデンサCB、ベース電流制限抵抗RBの直列接続回路よりなる自励発振駆動用の直列共振回路が接続される。また、スイッチング素子Q1のベースは、ベース電流制限抵抗RB一起動抵抗RSを介して平滑コンデンサCi（整流平滑電圧Ei）の正極側にも接続されており、起動時のベース電流を整流平滑ラインから得るようにしている。

【0033】また、スイッチング素子Q1のベースと平滑コンデンサCiの負極（1次側アース）間に挿入されるクランプダイオードDDにより、スイッチング素子Q1のオフ時に流れるクランプ電流の経路を形成するようにされており、また、スイッチング素子Q1のコレクタは、絶縁コンバータトランスPIT-Aの一次巻線N1の一端と接続され、エミッタは一次側アースに対して接地される。

【0034】また、上記スイッチング素子Q1のコレクターエミッタ間に対しては、並列共振コンデンサCrが

並列に接続されている。この並列共振コンデンサCrは、自身のキャパシタンスと、後述する絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1側のリーケージインダクタンスL1とにより電圧共振形コンバータの一次側並列共振回路を形成する。そして、ここでは詳しい説明を省略するが、スイッチング素子Q1のオフ時には、この並列共振回路の作用によって並列共振コンデンサCrの両端電圧VQ1は、実際には正弦波状のパルス波形となって電圧共振形の動作が得られるようになっている。

【0035】この図に示す直交形制御トランスPRTは、共振電流検出巻線ND、駆動巻線NB、及び制御巻線NCが巻装された可飽和リアクトルである。この直交形制御トランスPRTは、スイッチング素子Q1を駆動すると共に、定電圧制御のために設けられる。この直交形制御トランスPRTの構造としては、図示は省略するが、4本の磁脚を有する2つのダブルコの字形コアの互いの磁脚の端部を接合するようにして立体型コアを形成する。そして、この立体型コアの所定の2本の磁脚に対して、同じ巻装方向に共振電流検出巻線ND、駆動巻線NBを巻装し、更に制御巻線NCを、上記共振電流検出巻線ND及び駆動巻線NBに対して直交する方向に巻装して構成される。

【0036】この場合、直交形制御トランスPRTの共振電流検出巻線NDは、平滑コンデンサCiの正極と絶縁コンバータトランスPIT-Aの一次巻線N1との間に直列に挿入される。これにより、スイッチング素子Q1のスイッチング出力は、一次巻線N1を介して共振電流検出巻線NDに伝達される。直交形制御トランスPRTにおいては、共振電流検出巻線NDに得られたスイッチング出力がトランス結合を介して駆動巻線NBに誘起されることで、駆動巻線NBにはドライブ電圧としての交番電圧が発生する。このドライブ電圧は、自励発振駆動回路を形成する直列共振回路（NB、CB）からベース電流制限抵抗RBを介して、ドライブ電流としてスイッチング素子Q1のベースに出力される。これにより、スイッチング素子Q1は、直列共振回路の共振周波数により決定されるスイッチング周波数でスイッチング動作を行うことになる。

【0037】絶縁コンバータトランスPIT-Aは、スイッチング素子Q1のスイッチング出力を二次側に伝送する。なお、本実施の形態としては、絶縁コンバータトランスPIT-Aの構造に特徴を有するが、これについては後述する。

【0038】上記絶縁コンバータトランスPIT-Aの一次巻線N1の巻始め端部は、スイッチング素子Q1のコレクタと接続され、巻終わり端部は共振電流検出巻線NDの直列接続を介して平滑コンデンサCiの正極（整流平滑電圧Ei）と接続されている。

【0039】絶縁コンバータトランスPIT-Aの二次側では、一次巻線N1により誘起された交番電圧が二次

側巻線に発生する。この場合、二次側巻線としては、二次巻線N2と、三次巻線N4とが巻装されている。また、後述もするように、二次巻線N2については、巻始め方向から、巻線部N2B、N3B、N3A、N2Aとから成るものとされる。また、三次巻線N4については、巻線部N4A、N4Bとから成る。

【0040】この場合、二次巻線N2に対しては、二次側並列共振コンデンサC2が並列に接続されることで、二次巻線N2のリーケージインダクタンスL2と二次側並列共振コンデンサC2のキャパシタンスとによって並列共振回路が形成される。この並列共振回路により、二次巻線N2に誘起される交番電圧は共振電圧となる。つまり二次側において電圧共振動作が得られる。

【0041】即ち、この電源回路では、一次側にはスイッチング動作を電圧共振形とするための並列共振回路が備えられ、二次側には電圧共振動作を得るための並列共振回路が備えられた、「複合共振形スイッチングコンバータ」としての構成を有する。

【0042】また、二次巻線N2には、センタータップが設けられ、このセンタータップは二次側アースに対して接続される。そのうえで、二次巻線N2の巻終わり端部には整流ダイオードD01のアノードが接続され、巻始め端部には、整流ダイオードD02のアノードが接続される。そして、これら整流ダイオードD01、D02のカソードの接続点に対して平滑コンデンサC01の正極端子が接続される。平滑コンデンサC01の負極端子は二次側アースに接続される。このようにして、並列共振回路を形成する二次巻線N2に対しては、整流ダイオードD01、D02及び平滑コンデンサC01から成る全波整流回路が形成されることで、平滑コンデンサC01の両端電圧として、二次側直流出力電圧E01が生成される。なお、この直流出力電圧E01は制御回路1に対して、検出電圧として分岐して入力される。

【0043】また、この場合の二次巻線N2においては、センタータップ位置を対称に巻始め側と巻終わり側とで対象となる巻数位置にタップ出力を設けて、巻線部N3A、N3Bを形成している。そして、これら巻線部N3A、N3Bのタップ出力に対して、図示するようにして、整流ダイオードD03、D04及び平滑コンデンサC02から成る全波整流回路を形成することで、平滑コンデンサC02の両端に、二次側直流出力電圧E01よりも低圧となる二次側直流出力電圧E02を得るようにしている。

【0044】そしてさらに、三次巻線N4においても、センタータップを設けて二次側アースに接続する。そのうえで、図示するようにして、三次巻線N4の両端に対して整流ダイオードD05、D06を接続するとともに、平滑コンデンサC03を接続して全波整流回路を形成することで、平滑コンデンサC03の両端に二次側直流出力電圧E03を得るようにされる。

【0045】制御回路1では、入力された二次側直流出

力電圧E01のレベルを検出して、このレベル変化に応じて、制御巻線NCに流すべき直流電流である制御電流のレベルを可変する。このようにして可変された制御電流のレベルに応じて、直交形制御トランスPRTでは、駆動巻線NBのインダクタンスLBが可変されることになる。これにより、駆動巻線NBのインダクタンスLBを含んで形成されるスイッチング素子Q1のための自励共振駆動回路内の直列共振回路の共振条件が変化するが、これは、スイッチング素子Q1のスイッチング周波数を可変する動作となる。そして、上記のようにしてスイッチング周波数が可変制御されると、これに応じて、一次側並列共振回路(N1//Cr)と二次側並列共振回路(N2//C2)の共振インピーダンスが変化して、絶縁コンバータトランスPIT-Aの一次側から二次側に伝送される交番電圧レベルも変化するようになる。この結果、二次巻線N2に得られた交番電圧レベルを元として生成される二次側直流出力電圧E01のレベルも可変されることとなる。このような動作によって二次側の直流出力電圧を安定化する。

【0046】そして、図1に示した本実施の形態の電源回路においては、上述もしてきたように、絶縁コンバータトランスPIT-Aが備えられるのであるが、この絶縁コンバータトランスPIT-Aは、図2の断面図に示す構造を有する。絶縁コンバータトランスPIT-Aのコアとしては、図示するようにして、2つのE形コアCR1、CR2の互いの磁脚の端部を対向させるようにして組み合わせることで、EE形コアを形成する。また、このようにしてEE形コア(CR1、CR2)を形成する際には、E形コアCR1、CR2の各中央磁脚が対向する面に対してギャップGを形成しておくようにされる。なお、E形コアCR1、CR2には、例えばフェライト材を用いるようにされる。

【0047】そして本実施の形態では、上記のようにして形成されるEE形コア(CR1、CR2)に対して一次側巻線及び二次側巻線を巻装するために、図2(b)に示す形状の一次/二次分割ボビン20を用いるようにされる。

【0048】本実施の形態の一次/二次分割ボビン20は、例えばフェノール樹脂を材料とし、EE形コアの中央磁脚を取り巻くような全体形状を有している。そして、この一次/二次分割ボビン20の中央部分には、1つの仕切板20cが形成されており、この仕切板20cによって、一次側巻線を巻装すべき一次側巻装部20aと、二次側巻線を巻装する二次側巻装部20bとに巻装領域部分を分割するようにしている。つまり、本実施の形態の一次/二次分割ボビン20は、一次側巻線を巻装する部位と、二次側巻線を巻装する部位とが一体化された構造を有しているものである。また、本実施の形態では、二次側巻装部20bとしての空間内部において、図示するようにして、その左右両側に対して、上記仕切板

20よりも低く形成された一対のサブ仕切板20d, 20eを設けるようにしている。この場合には、サブ仕切板20dがコア中央部側に位置し、サブ仕切板20eがコアの外側に位置していることになる。これにより、コア中央の仕切板20cと仕切板20dとの間には、サブ巻装部20fとしての空間部が形成されることになる。同様に、コアの外側のサブ仕切板20eと、図において一次/二次分割ボビン20の最も左側にある側壁部との間には、サブ巻装部20gとしての空間部が形成されることになる。

【0049】そして、上記した形状を有する一次/二次分割ボビン20に対しては、次のようにして巻線を巻回していくようにされる。図1に示す電源回路の場合、一次側巻線としては一次巻線N1のみとされる。そこで、一次側巻装部20aに対しては、一次巻線N1を巻装するようにされる。

【0050】一方、二次側巻装部20bに対して巻装すべき二次側巻線としては、先ず大きくは、二次巻線N2と、三次巻線N4との巻線部があることになる。そして、二次巻線N2については、センタータップ及び巻線部N3A, N3Bを形成するための2つのタップ出力が形成されていることで、巻始め側から巻終わり側にかけて、巻線部N2B, N3B, N3A, N2Aの4つの巻線部によって成っている。また、三次巻線N4については、センタータップが形成されていることで、巻始め側から巻終わり側にかけて、巻線部N4B, N4Aにより形成されていることになる。また、二次側巻線の各巻線部のターン数は、次のようにして選定されている。なお、上記各巻線には、所定の断面径の細線を所定本数束ねて形成されるリッツ線を用いている。

$N2A = N2B = 22T$

$N3A = N3B = 3T$

$N4A = N4B = 6T$

【0051】そして、図1に示す回路の場合、二次側直流出力電圧E02に対応して設けられる巻線部は、二次巻線N2において、センタータップを対称にした一対の巻線部N3B(3T)→N3A(3T)から成る6Tの巻線部となる。なお、ここでは、説明の便宜上、この6Tの巻線部分を巻線部N3ともいうことにする。また、二次側直流出力電圧E03に対応して設けられるのは、図1に示すようにして、二次巻線N2とは独立して巻装される三次巻線N4であり、この三次巻線N4もまた、センタータップを対称とした一対の巻線部N4B(6T)→N4A(6T)の計12Tの巻線部からなるといえる。

【0052】そこで、二次側巻装部20bに対して二次側巻線を巻装するのにあたっては、例えば先ず、コア中央側に形成されるサブ巻装部20fに対して、巻線部N3A(3T)と、巻線部N4A(6T)とを巻装するようにされる。また、続いては、コア外側に形成されるサブ巻装部20gに対して、巻線部N3B(3T)と、巻線部N

4B(6T)とを巻装する。つまり、サブ巻装部20f, 20gに対しては、巻線部N3を二等分した巻線部N3A, N3Bをそれぞれ巻装すると共に、同じく、三次巻線N4を二等分した巻線部N4A, N4Bをそれぞれ巻装するものである。

【0053】そして、上記のようにして巻線部N3及び三次巻線N4を巻装した後は、二次巻線N2の残る巻線部N2A, N2Bを二次側巻装部20bに対して巻装していくようにされる。なお、巻線部N2A, N2Bは、それぞれ22Tであるから、ここでは、計44T(22T+22T)を巻装することになる。

【0054】このようにして二次側巻線が巻装されることによって、コア中央側のサブ巻装部20fに巻装される巻線部N3A及び巻線部N4Aは、その巻装位置が一次巻線N1に近いので、この一次巻線N1と密結合によってトランス結合することになる。これに対して、コア外側のサブ巻装部20gに巻装される巻線部N3B及び巻線部N4Bは、二次巻線N2における巻線部N2A, N2Bと密結合によってトランス結合することとなる。つまり、巻線部N3と、三次巻線N4はそれぞれ二等分され、等分された一方が一次側巻線と密結合し、他方が二次側巻線と密結合した状態となるようにされる。

【0055】このような巻線間の結合状態が得られることで、本実施の形態としては、先ず、一次巻線N1と二次側巻線との間の結合状態が、より疎結合となるものである。具体的には、結合係数 $k = 0.7$ 以下にまで低下されている。

【0056】そして、このような疎結合の状態を得ている構造の絶縁コンバータトランスPI T-Aによって、一次側と、二次側の巻線部N3A, N3B及び三次巻線N4についてのトランス結合を、より小さなものとするのが可能となる。これによって、巻線部N3A, N3B及び三次巻線N4に得られる交番電圧レベルは、定電圧制御に伴う一次側と二次側の並列共振インピーダンスの変化の影響を受けにくくなり、その変動幅も小さくなる。この結果、巻線部N3A, N3B、及び三次巻線N4に得られる交番電圧を元として生成される二次側直流出力電圧E02, E03は、制御回路1による安定化制御に際して、その変動幅が抑制されることになる。

【0057】また、巻線部N3についていえば、センタータップを対称として形成される巻線部N3A, N3Bが、それぞれ一次側巻線、二次側巻と密結合した状態となるために、巻線部N3A, N3Bの各々に生じる誘起電圧レベルの絶対値のばらつきが抑制されることになる。これによって、二次側直流出力電圧E02, E03のレベルがより均一化されることになるので、結果的に、変動幅の抑制を助長することになる。

【0058】ここで、本実施の形態における二次側直流出力電圧E02, E03の安定化特性(レギュレーション特性)についての実験結果を、図3に示す。なお、確認の

ために述べておくと、二次側直流出力電圧E01については、例えば交流入力電圧VAC=90V~120Vの入力変動範囲で、かつ、二次側直流出力電圧E01の負荷電流I1=1.0~0.5A、二次側直流出力電圧E02の負荷電流I1=1.0~0A、二次側直流出力電圧E03の負荷電流I3=1.0~0Aとなる負荷変動範囲の条件の下で、135Vにより定常的に一定となるように安定化制御されている。

【0059】図3において、まず、二次側直流出力電圧E02を見てみると、二次側直流出力電圧E01、E02、E03の各負荷電流I0、I1、I2について、[I0=1A、I1=0、I2=1A]となる条件では、交流入力電圧VAC=90V~120Vの変動に対して、約14Vではば維持されていることが分かる。また、負荷電流[I0=0.5A、I1=1A、I2=0]となる条件では、交流入力電圧VAC=90V~120Vの変動に対して、13V付近で図示する傾きによって低下しているが、例えば先に図6に示した場合と比較すれば、その傾きはより小さくなっている。この結果、二次側直流出力電圧E02は、13.5V付近を中心にΔ1.4Vの変動幅となっている。つまり、図6に示した場合と比較して変動幅が抑制されていると共に、その変動幅の中心値も約13.5Vにまで低下されている。

【0060】また、二次側直流出力電圧E03については、負荷電流[I0=1A、I1=1A、I2=0]となる条件では、交流入力電圧VAC=90V~120Vの変動に対して、26V付近から27V付近まで上昇し、負荷電流[I0=0.5A、I1=0、I2=1A]となる条件では、25.5V付近から24V付近の範囲で低下していく特性が得られているが、これらの傾きも、図6に示した場合よりも小さいものとなっており、結果的には、約25Vを中心値としてΔ2.9V程度の変動幅となっている。つまり、二次側直流出力電圧E03としても、変動幅が抑制されていると共に、その変動幅の中心値も低いものとなっている。

【0061】このようにして、二次側直流出力電圧E02、E03の変動幅が抑制されることによって、例えば、二次側直流出力電圧E02の後段に対して12V出力のシリーズレギュレータを接続したとしても、交流入力電圧VAC=120V、負荷電流I1=I2=I3=0Aの条件における電力損失は約2Wとなる。従って、図5に示した絶縁コンバータトランスPITを採用した場合と比較して、電力損失は約1.5W低減されることになる。これによって、シリーズレギュレータに設けるべき放熱板を、より小型とすることができると、それだけ、回路の小型軽量化、及び低コスト化が促進されることになる。また、発熱量が少なくなることで、回路としての信頼性も向上されることになる。また、二次側直流出力電圧E03の負荷として、オーディオ信号を増幅するオーディオ増幅回路を接続したとしても、例えば交流入力電圧

VAC=120で音声出力が0レベルとなるような状態時における最大電源電圧値も低下することとなるので、オーディオ増幅回路を形成する部品としては、これまでよりも低耐圧品を選定することができる。具体的には、オーディオ増幅回路を形成するアナログICなどについては、30Vの耐圧品を選定すればよいこととなる。

【0062】そして、図2に示した絶縁コンバータトランスPIT-Aの構造であれば、巻線以外の部品としては、2つのE形コアCR1、2と、一次側巻装部20aと二次側巻装部20b、さらにはサブ巻装部20f、20gとが一体化された1つの一次/二次分割ボビン20とされる。そして、一次/二次分割ボビン20に対して、前述したように、一次側巻線と二次側巻線とを巻装した上で、コの字形コアCR10、CR10とにより組み立てればよいものとされる。つまり、この図2に示した絶縁コンバータトランスPIT-Aは、先に図5に示した絶縁コンバータトランスPITと比較しても、特に複雑な構造にはならないといえる。従って、製造工程等も特に増加したり煩雑化することは無く、ほぼこれまでどおりでよいこととなる。

【0063】このように本実施の形態では、二次側直流出力電圧E02、E03についてのレベル変動幅を抑制して回路の小型軽量化を図るのにあたって、絶縁コンバータトランスの製造効率が低下せず、また、コストアップすることが無いようにされているものである。

【0064】また、図2に示した絶縁コンバータトランスPIT-Aの構造では、図5に示した絶縁コンバータトランスPITの場合と異なり、巻線部N3A、N3Bと、三次巻線N4の巻回位置が、サブ巻装部20f、20gという比較的狭い領域で固定されることになる。これによれば、巻線部N3及び三次巻線N4の交番電圧を元に生成される二次側直流出力電圧E02、E03のレベルのばらつきが少なくなる。そして、例えば絶縁コンバータトランスPITを量産する場合にも、高い信頼性を与えることができる。

【0065】なお、本実施の形態においては、一次側に対して自励式による共振コンバータを備えた構成の下で定電圧制御を行うための制御トランスとして直交形制御トランスが用いられているが、この直交形制御トランスの代わりに、先に本出願人により提案された斜交形制御トランスを採用することができる。上記斜交形制御トランスの構造としては、ここでの図示は省略するが、例えば直交形制御トランスの場合と同様に、4本の磁脚を有する2組のダブルコの字形コアを組み合わせることで立体型コアを形成する。そして、この立体型コアに対して制御巻線NCと駆動巻線NBを巻装するのであるが、この際に、制御巻線と駆動巻線の巻方向の関係が斜めに交差する関係となるようにされる。具体的には、制御巻線NCと駆動巻線NBの何れか一方の巻線を、4本の磁脚のうちで互いに隣り合う位置関係にある2本の磁脚に対して

巻装し、他方の巻線を対角の位置関係にあるとされる2本の磁脚に対して巻装するものである。そして、このような斜交形制御トランスを備えた場合には、駆動巻線を通れる交流電流が負の電流レベルから正の電流レベルとなった場合でも駆動巻線のインダクタンスが増加するという動作傾向が得られる。これにより、スイッチング素子をターンオフするための負方向の電流レベルは増加して、スイッチング素子の蓄積時間が短縮されることになるので、これに伴ってスイッチング素子のターンオフ時の下降時間も短くなり、スイッチング素子の電力損失をより低減することが可能になるものである。また、本発明の電源回路として、例えば一次側電圧共振形コンバータの方式と二次側整流回路の組み合わせなども、各図に示したもの以外に各種考えられるものである。

【0066】

【発明の効果】以上説明したように本発明は、複合共振形スイッチングコンバータに設けるべき絶縁コンバータトランスとして、中央磁脚にギャップが形成されたE形コアと、一方のE形コア側の中央磁脚に対して一次側巻線を巻装し、他方のE形コア側の中央磁脚に対して二次側巻線を巻装することができるとして一体形成されたボビンを備える。また、このボビンは、二次側巻装部における中央側と外側に対して一対の副巻装部が形成されている。そして、一対の副巻装部に対しては、安定化制御のための検出電圧として利用されない二次側直流出力電圧に対応して設けられる二次巻線部を巻装するようにされる。この際には、上記二次巻線部を二分割して一対の分割巻線を得て、この一対の分割巻線の各々を、上記一対の副巻装部に対してそれぞれ巻装するようにされる。

【0067】このような構成であれば、絶縁コンバータトランスとしては、充分な疎結合の状態を得ることが容易となる。この結果、安定化制御の検出電圧として利用

されない二次側直流出力電圧のクロスレギュレーションを有効に抑制することが可能となる。これにより、例えば二次側直流出力電圧を安定化するシリーズレギュレータにおける発熱が低下するので、放熱板を小さくすることが可能になる。また、負荷として接続される回路部品の耐圧も低下することになる。この結果、電源回路としての小型軽量化及び低コスト化が図られることになる。

【0068】また、本発明による絶縁コンバータトランスの構造としては、特に部品点数が増加して複雑になることが無いため、絶縁コンバータトランスの製造に関する能率低下やコストアップなども招かない。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成例を示す回路図である。

【図2】本実施の形態としての絶縁コンバータトランスの構成例を示す斜視図及び断面図である。

【図3】本実施の形態の電源回路における定電圧制御特性を示す説明図である。

【図4】先行技術としてのスイッチング電源回路の構成例を示す回路図である。

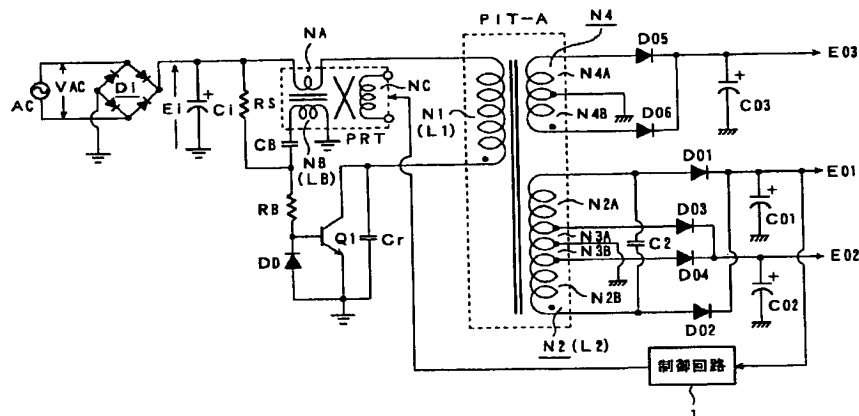
【図5】先行技術のスイッチング電源回路に備えられる絶縁コンバータトランスの構成例を示す断面図である。

【図6】先行技術のスイッチング電源回路における定電圧制御特性を示す説明図である。

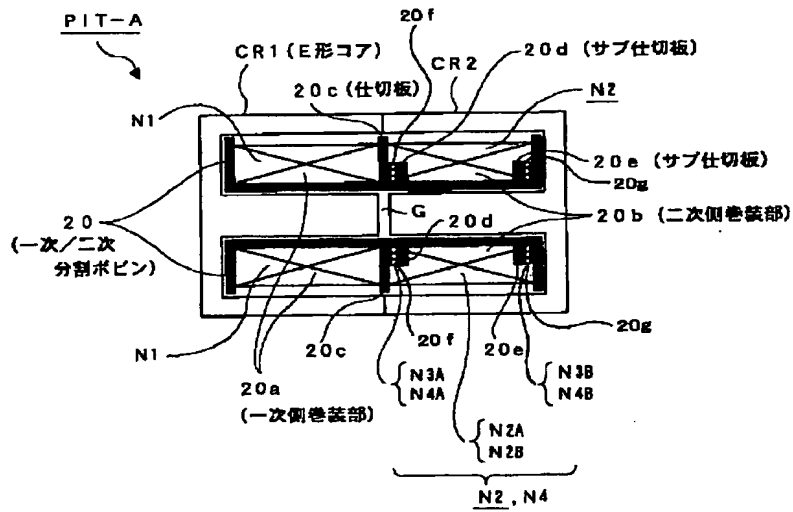
【符号の説明】

1 制御回路、Q1 スwitchング素子、Cr 一次側並列共振コンデンサ、DD クランプダイオード、C2 二次側並列共振コンデンサ、PIT-A 絶縁コンバータトランス、PRT 直交型制御トランス、N1 一次巻線、N2 二次巻線、20 一次/二次分割ボビン、20a 一次側巻装部、20b 二次側巻装部、20c 仕切板、20d、20e サブ仕切板、20f、20g サブ巻装部、CR1、CR2 E形コア

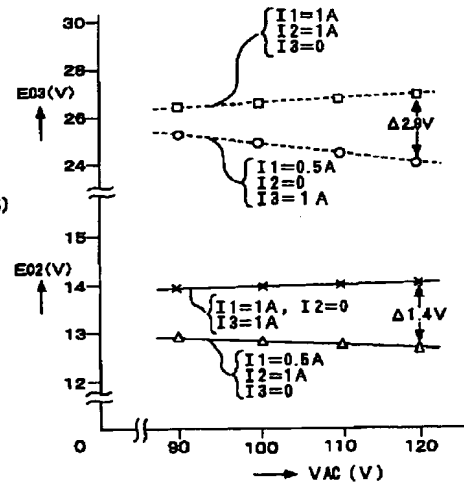
【図1】



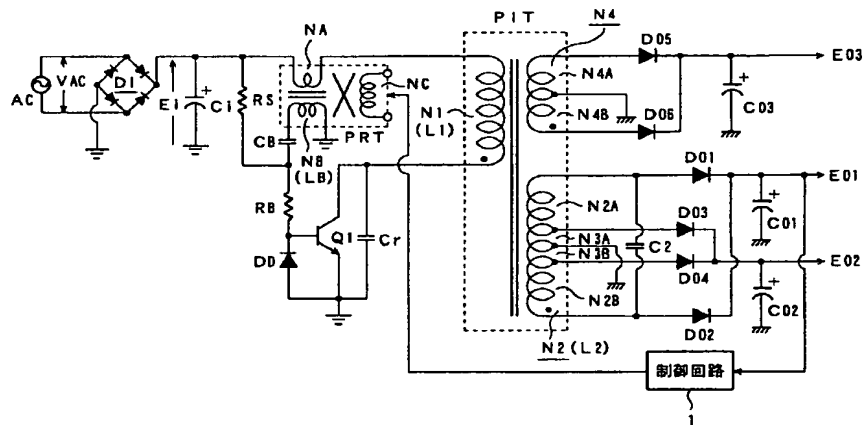
【図2】



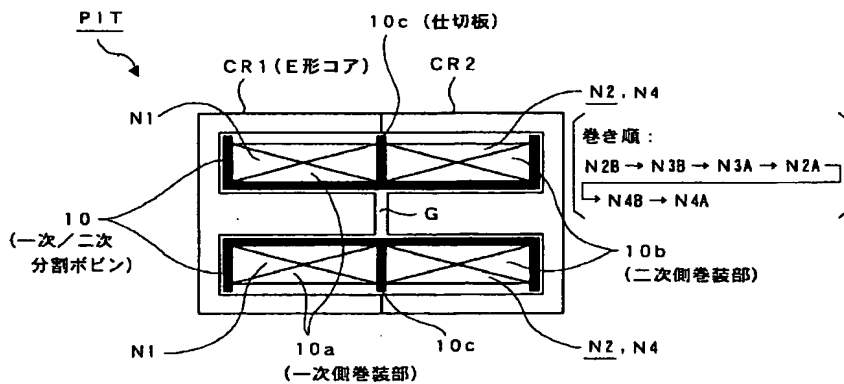
【図3】



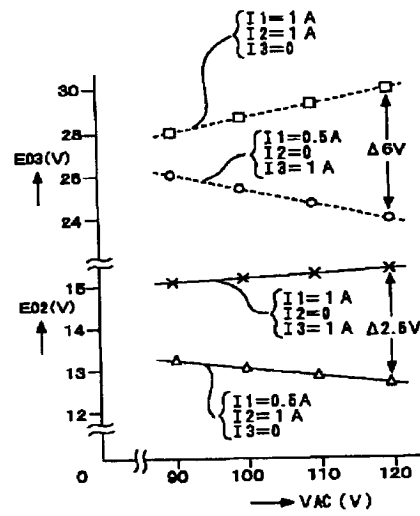
【図4】



【図5】



【図 6】



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☒ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☒ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☒ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.

THIS PAGE BLANK (USPTO)